



東南大學 能源与环境学院
Southeast University School of Energy and Environment

反应堆控制及核电站仪控系统

核工程与核技术本科专业课

陈 达 核科学与技术系

2023年4月10日

本课程教学内容

第一章 绪论（陈达）

第二章 热工对象与PID控制（黄东篱）

第三章1 串级控制系统（黄东篱）

第三章2 导前微分双回路系统（黄东篱）

第三章3 前馈-反馈控制系统（陈达）

第三章4 比值控制系统（陈达）

第三章5 大迟延控制系统（陈达）

第三章6 多变量控制（陈达）

复杂控制系统理论

第四章 蒸汽发生器水位控制系统（陈达）

第五章 稳压器控制系统（陈达）

第六章 反应性控制（黄东篱）

第七章 负荷控制（黄东篱）

反应堆控制系统

第三章 复杂控制系统

3.5 大迟延控制系统

(对应教材第八章第二节)

3.5.1 大迟延系统定义

3.5.2 常规PID改进型控制

3.5.3 Smith预估补偿控制

3.5.4 增益自适应预估补偿

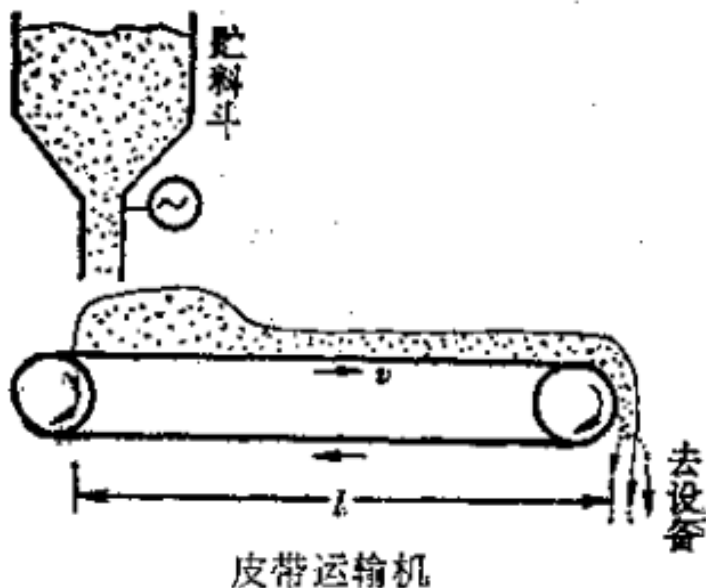
3.5.1 大迟延系统定义

一、纯滞后与容量滞后

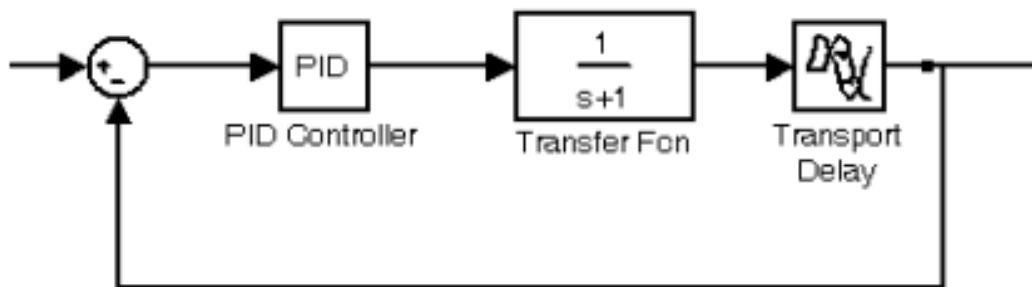
在现代工业生产过程中，有不少的过程特性具有较大的纯滞后时间，其特点是当控制作用产生后，在滞后时间范围内，被控参数完全没有响应。

系统滞后时间= 纯滞后 + 容量滞后

二、大延迟控制系统举例：皮带传输过程

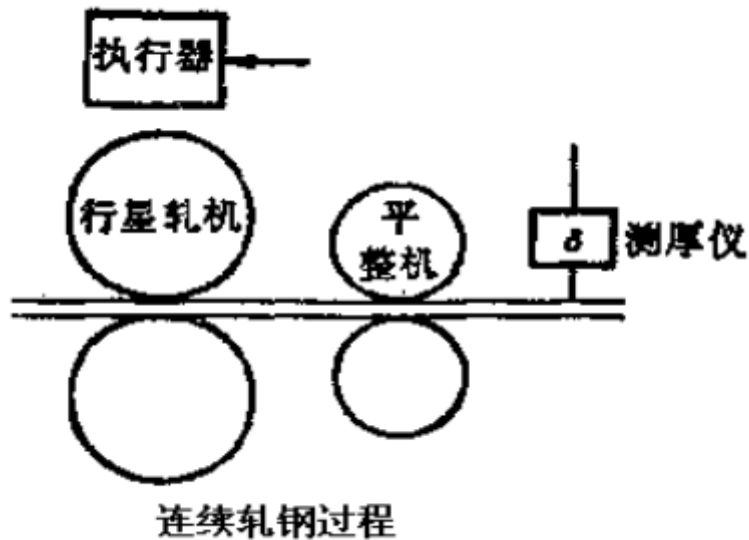


热电厂燃煤锅炉的煤粉进料等需用图所示的皮带运输机进行输送。

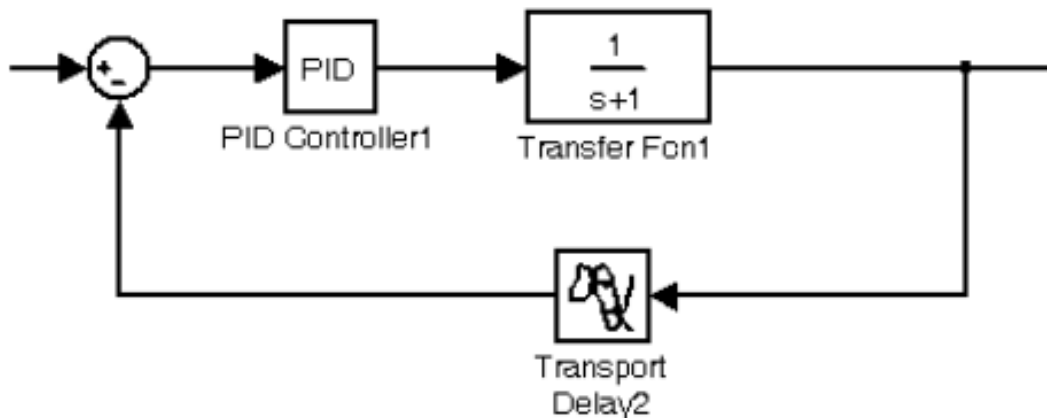


传输控制时延

二、大延迟控制系统举例：连续轧钢过程

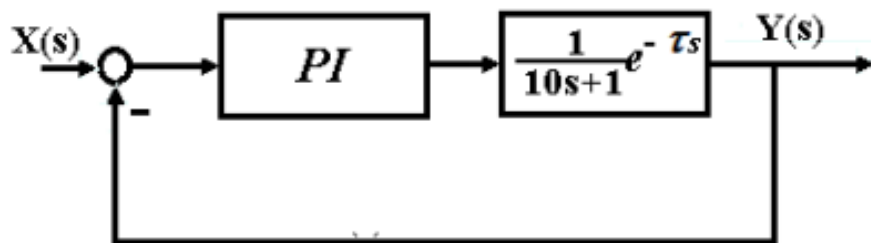


- 钢坯通过行星轧机，再经平整机精轧平整后，得到所需要的钢板厚度。
- 测厚仪安装在平整机出口一定距离的位置，执行器安装在轧机上，调整压下量。



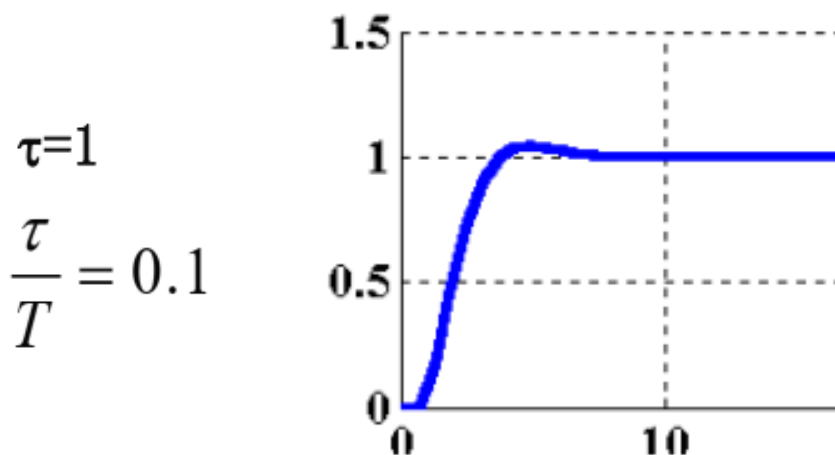
测量延时

三、时延对控制系统性能的影响



$$W_0(s) = \frac{1}{10s+1}e^{-\tau s}$$

- 保持系统时间常数 $T=10$ 不变，控制超调量5%，
- 时间延时 τ 分别取1， 5和10分别作仿真。



$$\tau=1$$
$$\frac{\tau}{T} = 0.1$$

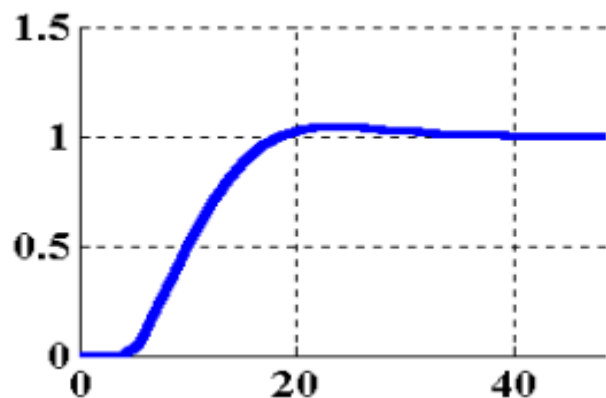
$$\sigma=5\%$$

$$t_s=5 \text{ 分钟}$$

$$K_c=5, T_i=10$$

当 $\tau=5$ 时

$$\frac{\tau}{T} = 0.5$$



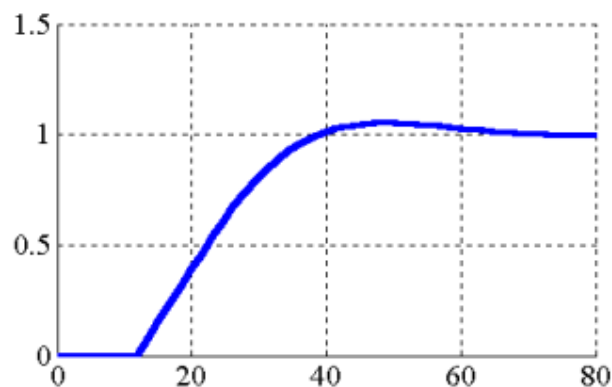
$$\sigma=5\%$$

$$t_s=31 \text{ 分钟}$$

$$K_c=1, T_i=10$$

当 $\tau=12$ 时

$$\frac{\tau}{T} = 1.2$$



$$\sigma=5\%$$

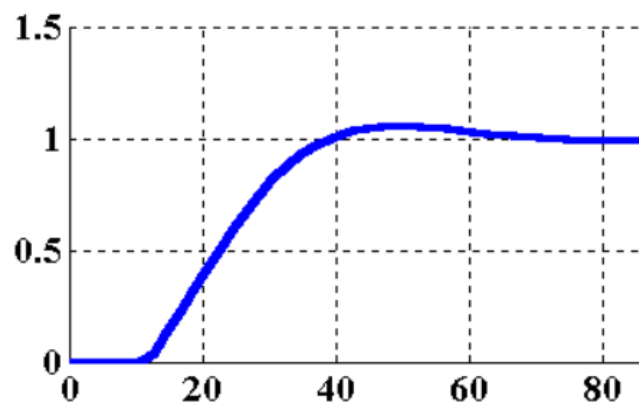
$$t_s=63 \text{ 分钟}$$

$$K_c=0.5, T_i=11.4$$

当 $T=20$

$\tau=12$ 时

$$\tau/T=0.6$$



$$\sigma=5\%$$

$$t_s=63 \text{ 分钟}$$

$$K_c=1, T_i=22.7$$

四、时延对控制系统性能的影响

- 当控制通道存在纯滞后时，调节器的控制作用将要滞后一个纯滞后时间，引起系统的动态指标下降，并且纯滞后时间的增大，也不利于闭环系统的稳定性；
- 容量滞后的影响比纯滞后的影响和缓。若引入微分作用，对于克服容量滞后对控制质量的影响有显著的效果
- 系统控制性能的不是 τ 的绝对值大小，而是 τ/T 的大小；
- τ/T 越大，系统越不好控制

五、大时延系统定义

一个系统的广义被控对象的传递函数可以表示为：

$$W_0(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\tau s}$$

其中 τ 是时延时间（或称纯滞后时间）， T 为时间常数

当 $\frac{\tau}{T} > 0.3$ 时，我们称为大时延系统。

六、克服大时延问题的常用方法

- 常规PID改进型;
- Smith预估补偿法;
- 采样控制

目前，大时延系统仍然是工业控制中的难题，也是研究的一个热点。

第三章 复杂控制系统

3.5 大迟延控制系统

(对应教材第八章第二节)

3.5.1 大迟延系统定义

3.5.2 常规PID改进型控制

3.5.3 Smith预估补偿控制

3.5.4 增益自适应预估补偿

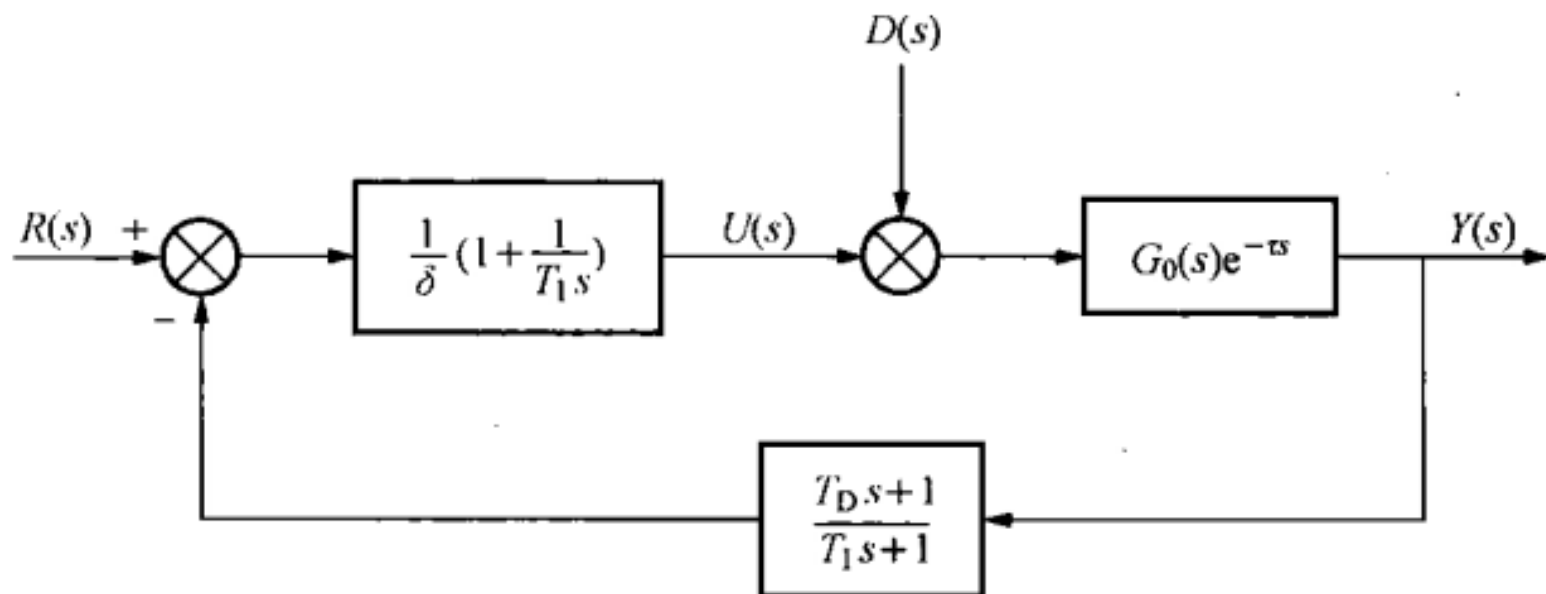
3.5.2 常规PID改进型控制

对于有纯迟延过程的控制系统，当控制器采用 PID 控制规律时，经过参数整定，可满足生产过程要求，但是系统的静态和动态品质下降。除采用 PID 控制以外，也可在PID 控制基础上改为：

- 微分先行控制方案
- 中间反馈控制方案

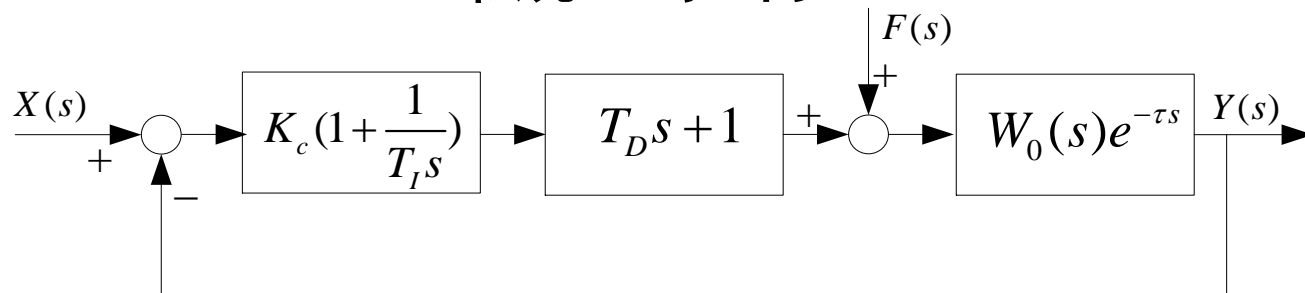
一、微分先行控制方案

微分先行控制方案中：微分环节的输出信号包括了被调量的大小及其变化速度，将它作为测量值输入比例积分控制器中，可加强微分作用，达到减小超调量的效果。

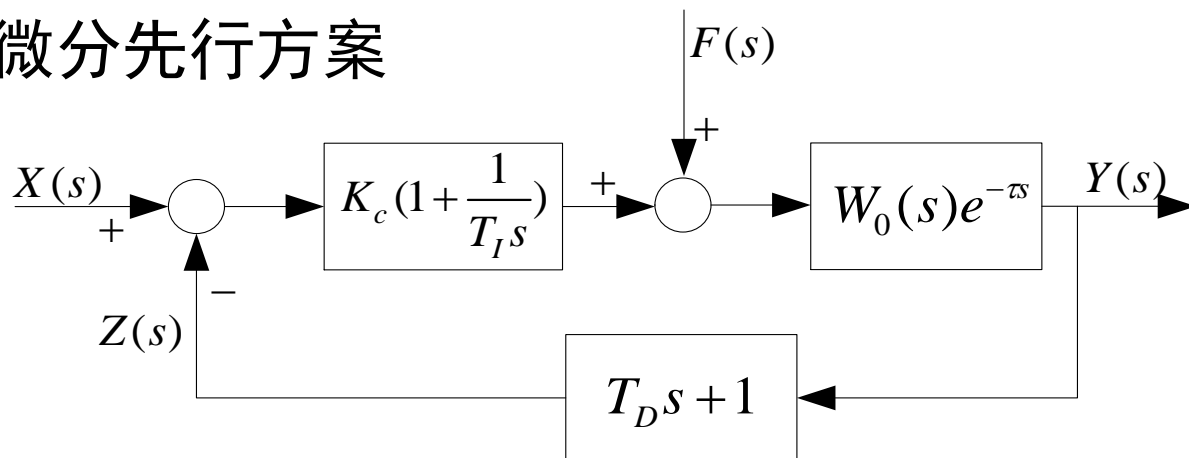


微分作用串联在反馈回路上

常规PID控制

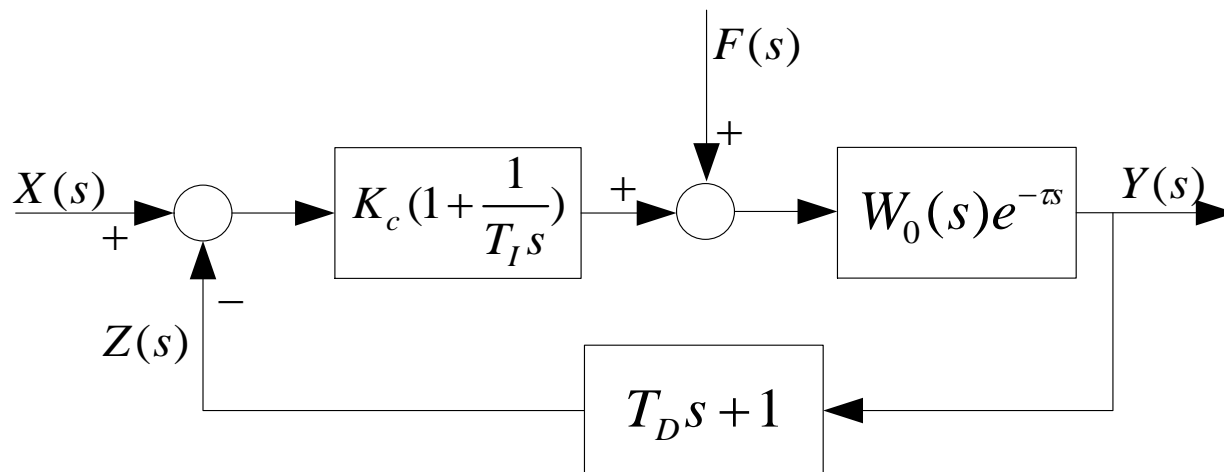


微分先行方案



微分作用：能够按被控参数的变化速度来校正被控参数的偏差，它对克服超调现象起到很大的作用。

微分先行控制方案的闭环传递函数：



给定值作用下：

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_C(T_I s + 1)e^{-\tau s}}{T_I s W_0^{-1}(s) + K_C(T_I s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$$

扰动值作用下：

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{T_I s e^{-\tau s}}{T_I s W_0^{-1}(s) + K_C(T_I s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$$

给定值作用下: $\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_C(T_I s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}{T_I s W_0^{-1}(s) + K_C(T_I s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$

扰动值作用下: $\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{T_I s e^{-\tau s}}{T_I s W_0^{-1}(s) + K_C(T_I s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$

↑
常规PID控制

VS.

微分先行方案
↓

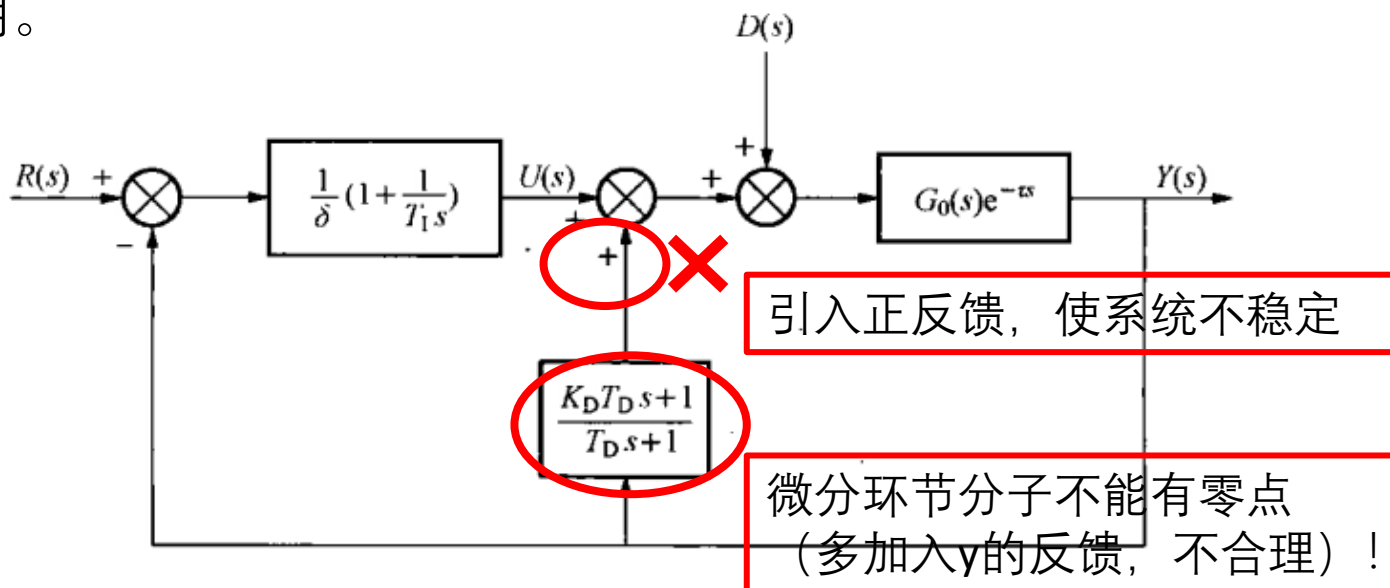
给定值作用下: $\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_C(T_I s + 1)e^{-\tau s}}{T_I s W_0^{-1}(s) + K_C(T_I s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$

扰动值作用下: $\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{T_I s e^{-\tau s}}{T_I s W_0^{-1}(s) + K_C(T_I s + 1)(T_D s + 1)e^{-\tau s}}$

- 微分先行和PID方案的特征方程完全相同，动态稳定性相同。
- 微分先行比PID少一个零点，所以微分先行方案比PID控制方案的超调量要小一些。

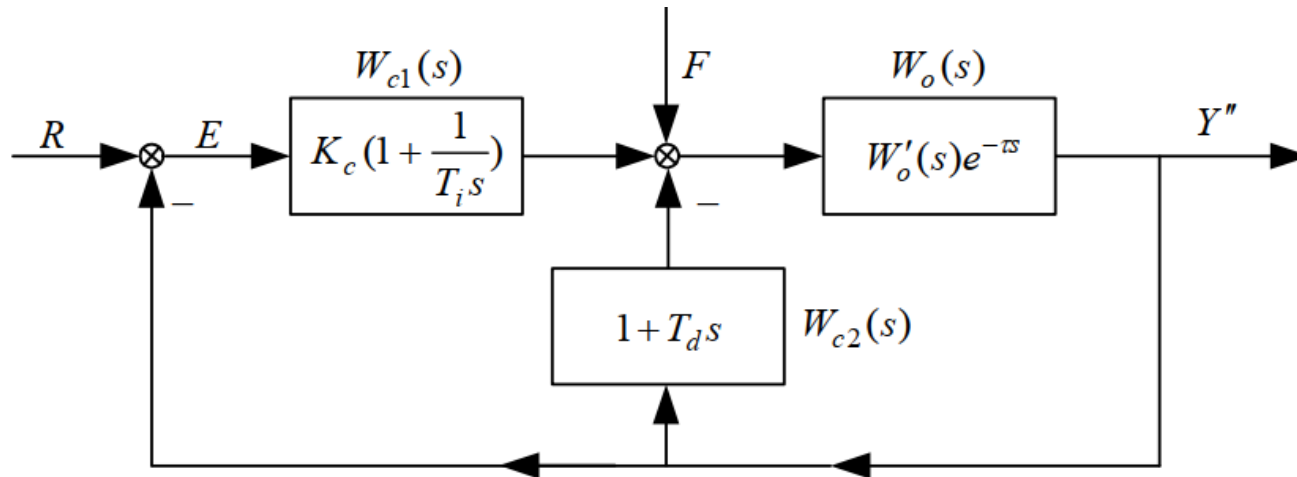
二、中间反馈控制方案

系统中的微分作用是独立的，能在被调量变化时及时根据其变化的速度大小起附加校正作用，微分校正作用与PI控制器的输出信号无关，只在动态时起作用，而在静态时或在被调量变化速度恒定时就失去作用。



教材中图8-10有错误！

系统控制作用是偏差的PI作用和被控量变化速度所起的校正作用之和。



中间微分反馈控制方案

给定值作用下:
$$\frac{Y''(s)}{R(s)} = \frac{W_{c1}(s)W_o(s)}{1 + W_o(s)[W_{c1}(s) + W_{c2}(s)]}$$

扰动值作用下:
$$\frac{Y''(s)}{F(s)} = \frac{W_o(s)}{1 + W_o(s)[W_{c1}(s) + W_{c2}(s)]}$$

三、PID改进控制效果比较

以一个带纯迟延的一阶被控对象为例，其传递函数为：

$$W_0(s) = \frac{2}{5s+1} e^{-4s}$$

微分先行和中间反馈控制都：

- 能克服超调现象，仍存在较大超调
- 缩短调节时间，但响应速度仍很慢

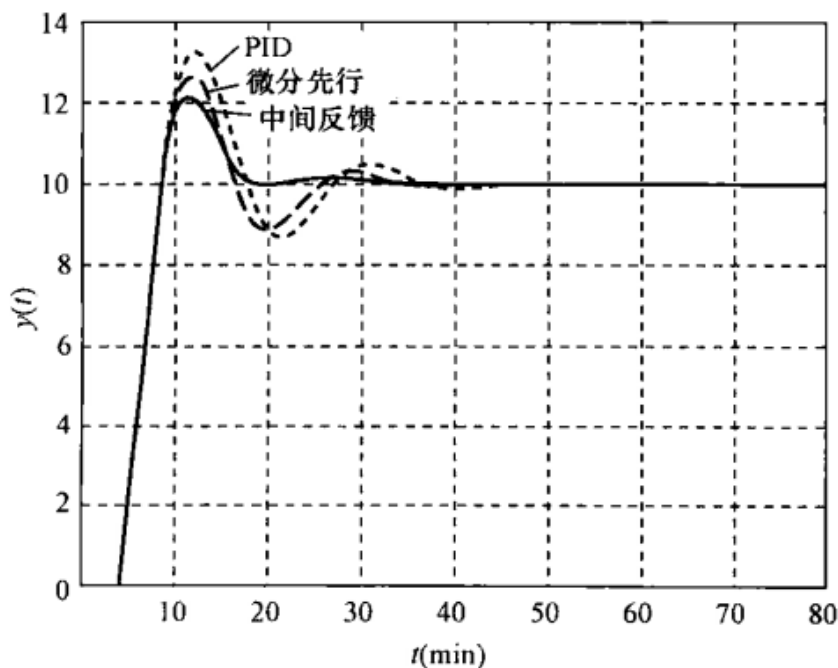


表 8-1

三种控制方案的仿真结果

方案	整定参数	超调量	调节时间 (min)
PID	$K_c=0.6, T_i=6, T_d=0$	0.297	54
微分先行	$K_c=0.6, T_i=6, T_D=1.4, T_1=1$	0.239	50
中间反馈	$K_c=0.6, T_i=6, K_D=1, T_D=0.55$	0.208	30

四、适用条件

对于大滞后过程，当设定值频繁变化时，

- 中间反馈控制系统和微分先行控制系统一样，可以**改善控制系统的控制品质**，尤其在减小超调量方面效果更佳。
- 在抗扰动性能方面，两者的控制品质和常规PID控制差别不大。

第三章 复杂控制系统

3.5 大迟延控制系统

(对应教材第八章第二节)

3.5.1 大迟延系统定义

3.5.2 常规PID改进型控制

3.5.3 **Smith**预估补偿控制

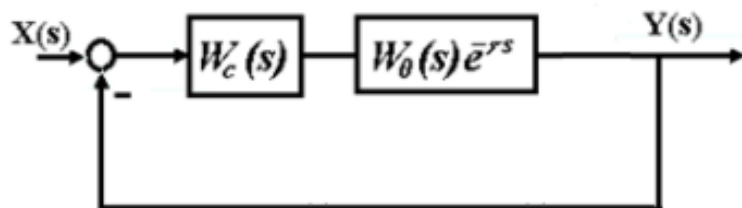
3.5.4 增益自适应预估补偿

3.5.3 Smith预估补偿控制

美国加利福尼亚大学的O. J. M. Smith教授，于1957年、1959年先后在《Chemical Engineering Progress》及《ISA Journal》上发表了两篇题为“Closer Control of Loops with Dead Time”、“A Controller to Overcome Dead Time”的文章，提出了过程输出预估及时滞补偿的方法。

Smith预估补偿器的特点是预先估计过程在基本扰动下的动态特性，后进行补偿，使被迟延了的被调量超前反映到调节器，使调节器提前动作，从而能明显地减少超调量并加速调节过程。史密斯（Smith）预估补偿方法是得到广泛应用的方案之一。

一、Smith预估补偿原理

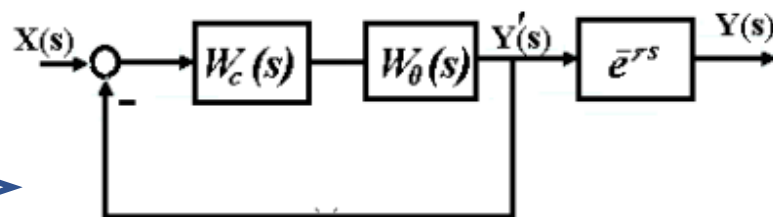


对给定值的闭环传递函数为：

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{W_c(s)W_0(s)e^{-\tau s}}{1 + W_c(s)W_0(s)e^{-\tau s}}$$

对干扰量的闭环传递函数为：

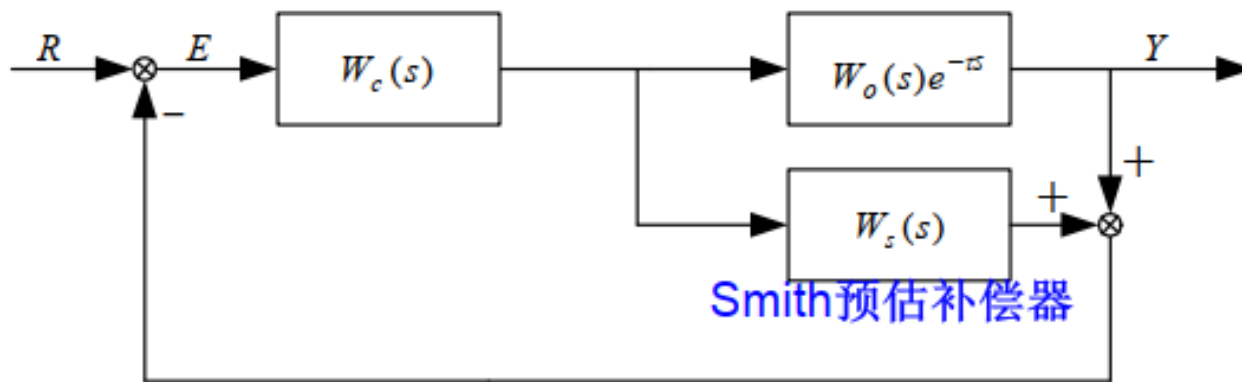
$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{W_f(s)}{1 + W_c(s)W_0(s)e^{-\tau s}}$$



消除闭环特征方程里的 $e^{-\tau s}$ 项，
或者将 $e^{-\tau s}$ 项拉到闭环回路外

闭环特征方程里的 $e^{-\tau s}$ 项，会降低系统的动态控制品质。

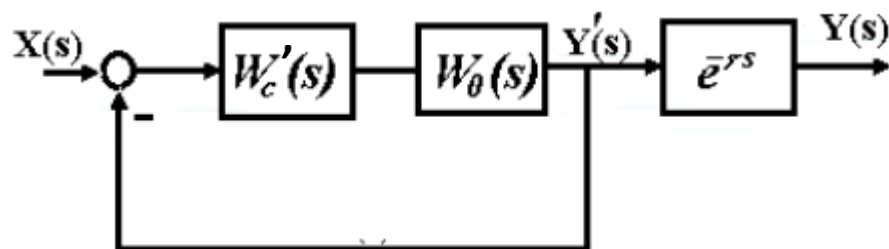
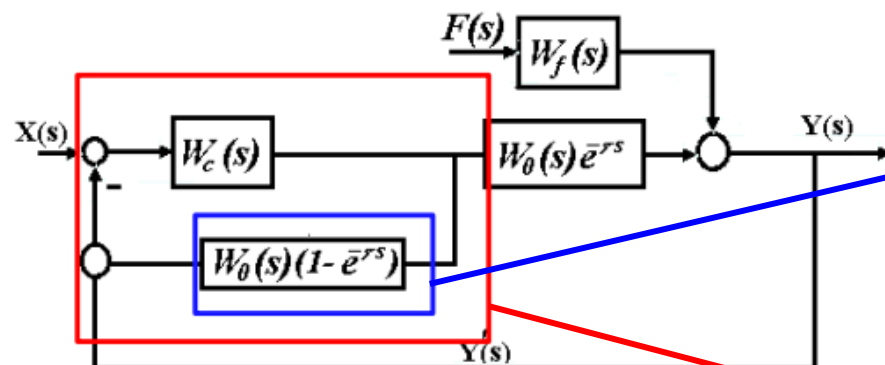
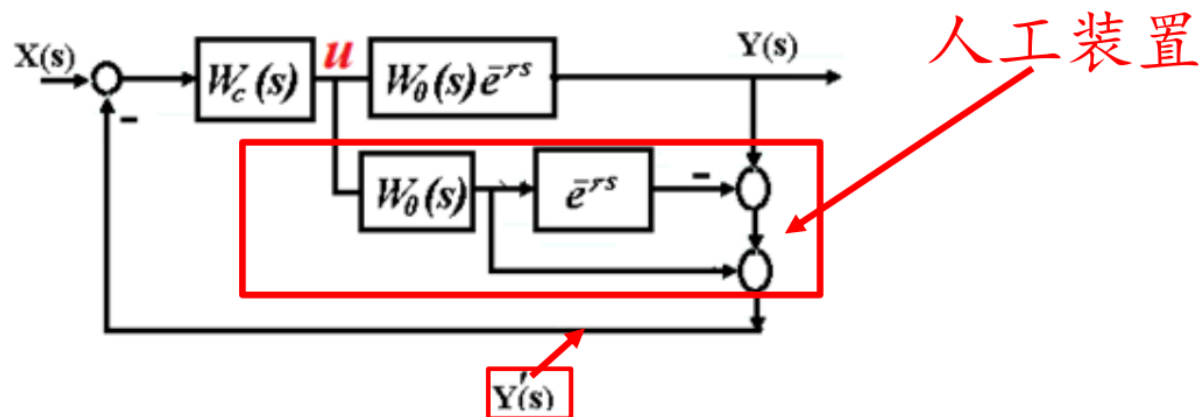
Smith预估补偿方案：按照被控过程的特性，**设想出一种模型并联在对象的两端，以补偿过程的动态特性，使补偿后的等效对象中消除纯滞后特性，从而改善控制系统的控制质量。**



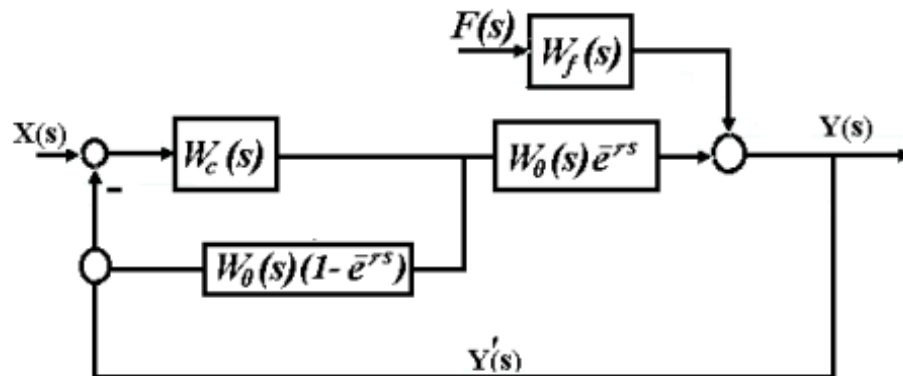
使PID控制器控制的等效对象中消除纯滞后部分，即

$$W_o(s)e^{-\tau} + W_s(s) = W_o(s)$$

Smith预估器： $W_s(s) = W_o(s)(1 - e^{-\tau})$



二、Smith预估补偿控制系统的传递函数



对给定值的闭环传递函数为：

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{W_0(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + (1 - e^{-\tau s})W_0(s)W_c(s)}}{1 + \frac{W_0(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + (1 - e^{-\tau s})W_0(s)W_c(s)}} = \frac{W_0(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + W_0(s)W_c(s)} = W_1(s)e^{-\tau s}$$

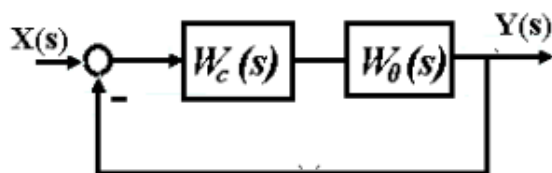
对干扰量的闭环传递函数为：

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{F(s)} &= \frac{W_f(s)}{1 + \frac{W_0(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + (1 - e^{-\tau s})W_0(s)W_c(s)}} = \left[\frac{1 + W_0(s)W_c(s) - W_0(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + W_0(s)W_c(s)} \right] W_f(s) \\ &= \left[1 - \frac{W_0(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + W_0(s)W_c(s)} \right] W_f(s) = W_f(s)[1 - W_1(s)e^{-\tau s}] \end{aligned}$$

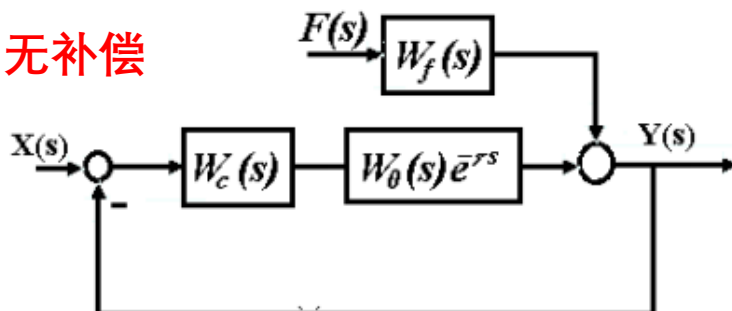
三、Smith预估补偿动态特性分析

$$W_0(s)e^{-12s} = \frac{1}{10s+1}e^{-12s}$$

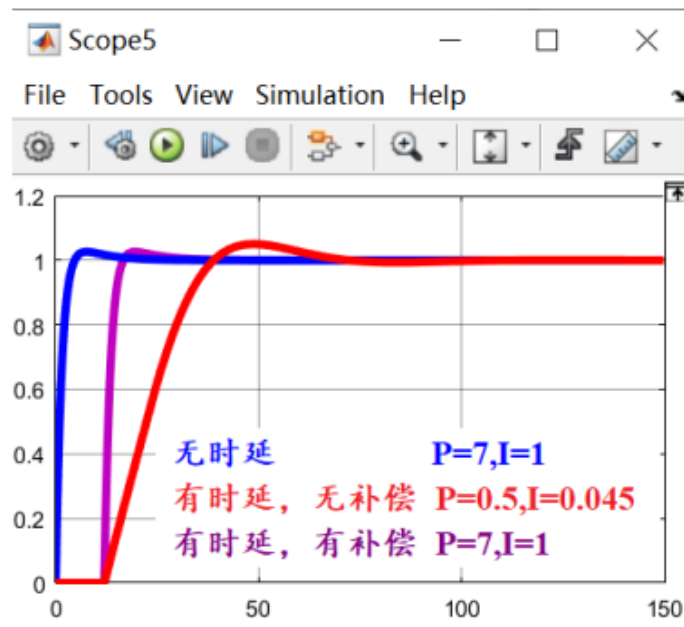
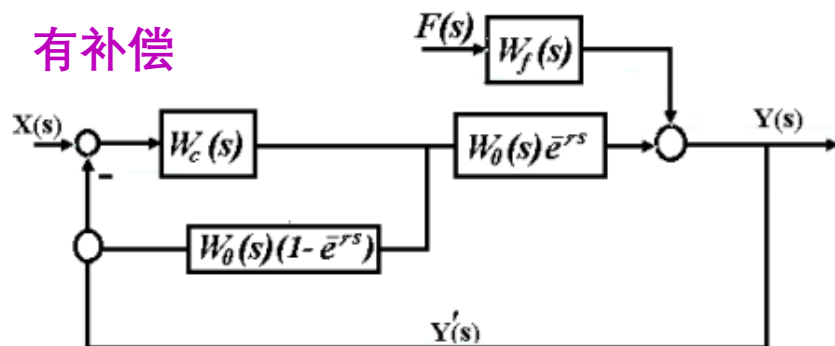
无时延系统



有时延，无补偿



有时延，有补偿



有补偿的系统与无时延环节时系统的响应性能以及PI的参数完全相同，只是曲线在时间轴是平移了一个时间 τ 。

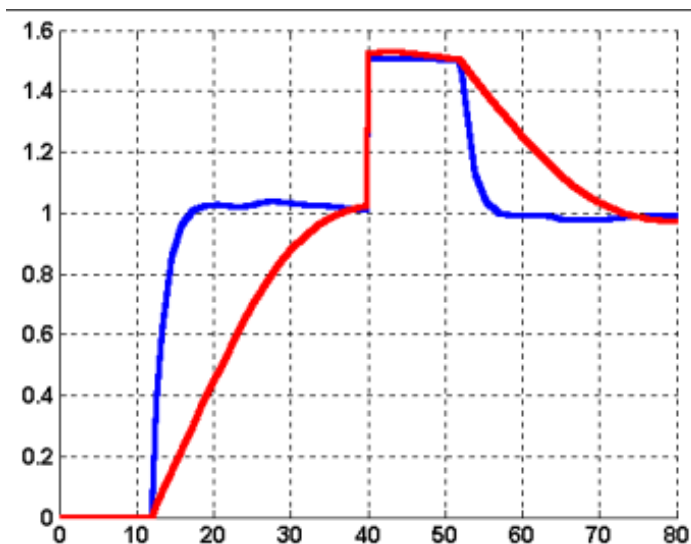
无时延系统

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{W_c(s)W_0(s)}{1 + W_c(s)W_0(s)}$$

有延时，加Smith补偿

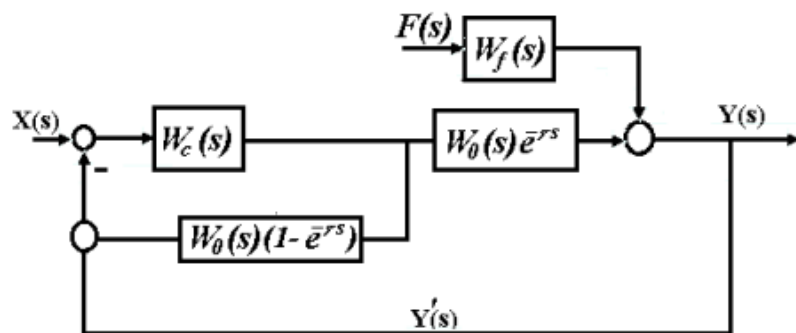
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{W_0(s)W_c(s)}{1 + W_0(s)W_c(s)} e^{-\tau s}$$

有补偿的系统与无时延环节时系统的响应性能以及PI的参数完全相同，只是曲线在时间轴是平移了一个时间 τ 。



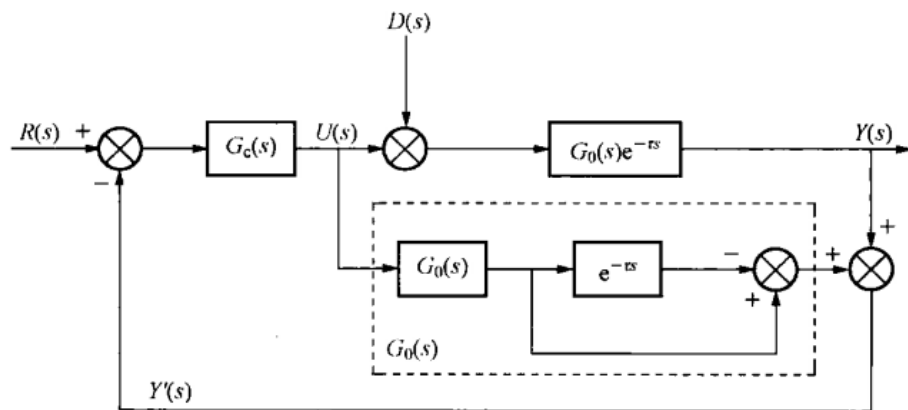
$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \left[1 - \frac{W_0(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + W_0(s)W_c(s)} \right] W_f(s)$$

有补偿的系统除了死区外，克服扰动的响应也加快了。



$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \left[1 - \frac{W_0(s)W_c(s)e^{-\tau s}}{1 + W_0(s)W_c(s)} \right] W_f(s)$$

教材中的扰动点在控制对象之前：

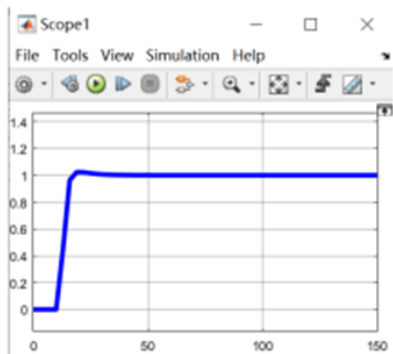


$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{D(s)} &= \frac{G_0(s)e^{-\tau s}[1 + G_c(s)G_0(s) - G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}]}{1 + G_c(s)G_0(s)} \\ &= G_0(s)e^{-\tau s} \left[1 - \frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + G_c(s)G_0(s)} \right] \\ &= G_0(s)e^{-\tau s} [1 - G_B(s)e^{-\tau s}] \end{aligned}$$

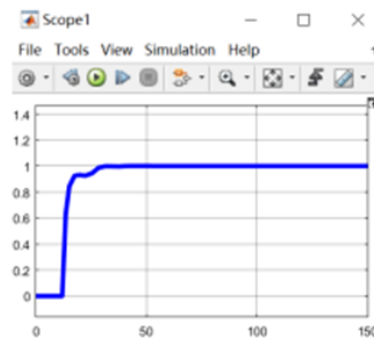
闭环传递函数由两项组成：第一项是扰动对被调量的影响，第二项是用来补偿扰动对被调量影响的控制作用。由于第二项有迟延，只有 $t > 2\tau$ 时才产生控制作用，当 $t \leq 2\tau$ 时，无控制作用。

四、Smith预估补偿模型失配时的响应

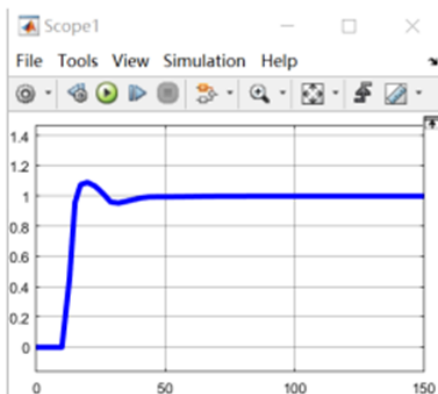
$$W_0(s)e^{-\tau s} = \frac{1}{10s + 1} e^{-12s}$$



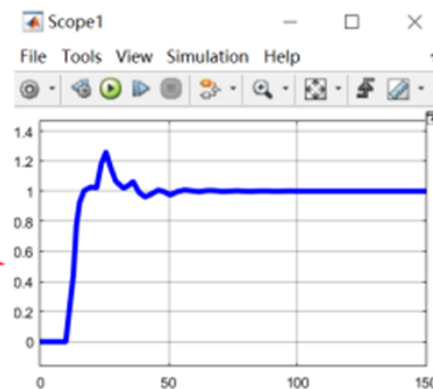
$$W_0(s)e^{-\tau s} = \frac{1.1}{10s + 1} e^{-12s}$$



$$W_0(s)e^{-\tau s} = \frac{1}{11s + 1} e^{-12s}$$



$$W_0(s)e^{-\tau s} = \frac{1}{10s + 1} e^{-11s}$$



τ 的不准确影响最大

五、Smith预估补偿的特点

在外部扰动下，其对滞后的补偿作用不如在给定值扰动下那样明显，即Smith补偿方法用于随动控制比用于定值控制效果要好。

由于系统闭环特征方程中不含 $e^{-\tau s}$ ，除了时间轴上的延时外系统的动态控制品质与没有延时系统一样好。

但是！要想真正的将 $e^{-\tau s}$ 放到闭环回路外，要满足2个条件：

- 控制通道的模型要准确
- $e^{-\tau s}$ 要能精确实现

第三章 复杂控制系统

3.5 大迟延控制系统

(对应教材第八章第二节)

3.5.1 大迟延系统定义

3.5.2 常规PID改进型控制

3.5.3 Smith预估补偿控制

3.5.4 增益自适应预估补偿

一、增益自适应预估补偿的目的

对象实际传函：

$$W_0(s) = \frac{K_0 e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)}$$

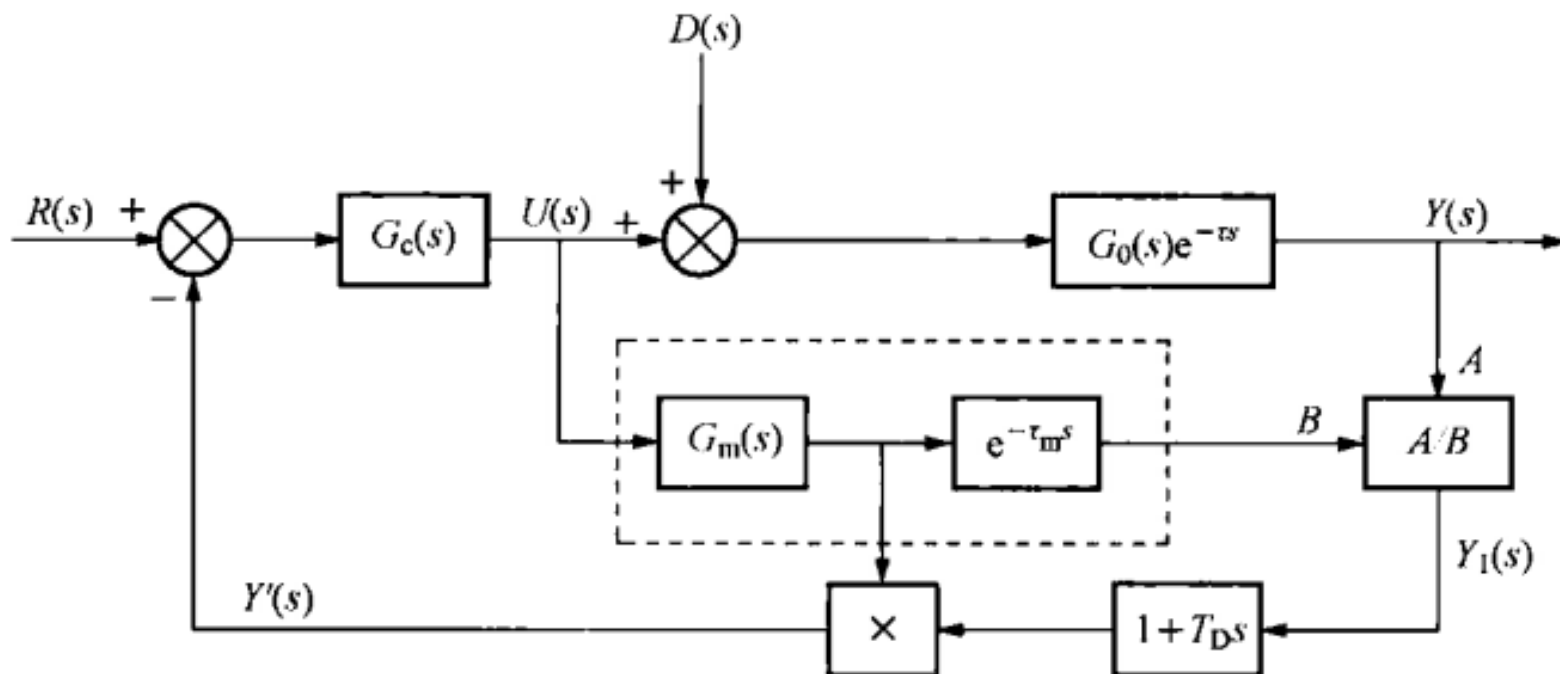
对象模型传函：

$$W_{0m}(s) = \frac{K_{0m} e^{-\tau_{0m} s}}{(T_{0m} s + 1)}$$

- 当 $K_{0m}=K_0, T_{0m}=T_0, \tau_0=\tau_{0m}$ 时，Smith预估补偿效果很好。
- 当三个参数中有一个不匹配时，Smith预估补偿效果不好。
- 希望：当模型精度不太高时，系统一样能有较好的效果。

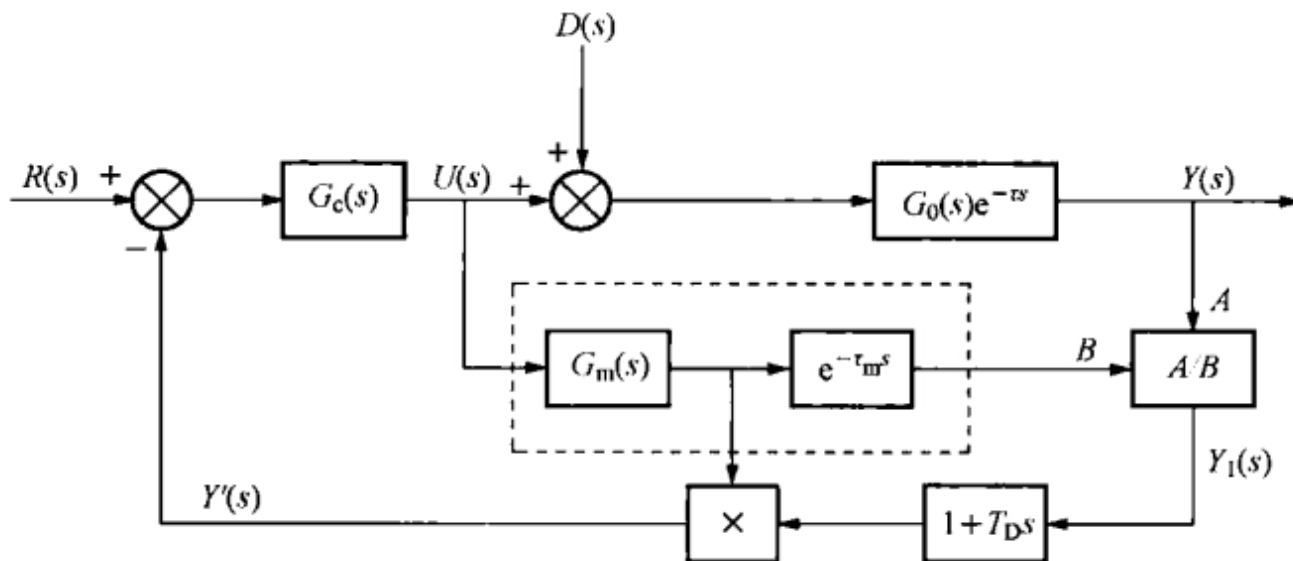
增益自适应预估补偿

二、增益自适应预估补偿的结构



在 Smith 补偿方法的基础上增加了一个除法器、一个比例微分环节和一个乘法器。

三、增益自适应预估补偿的传递函数

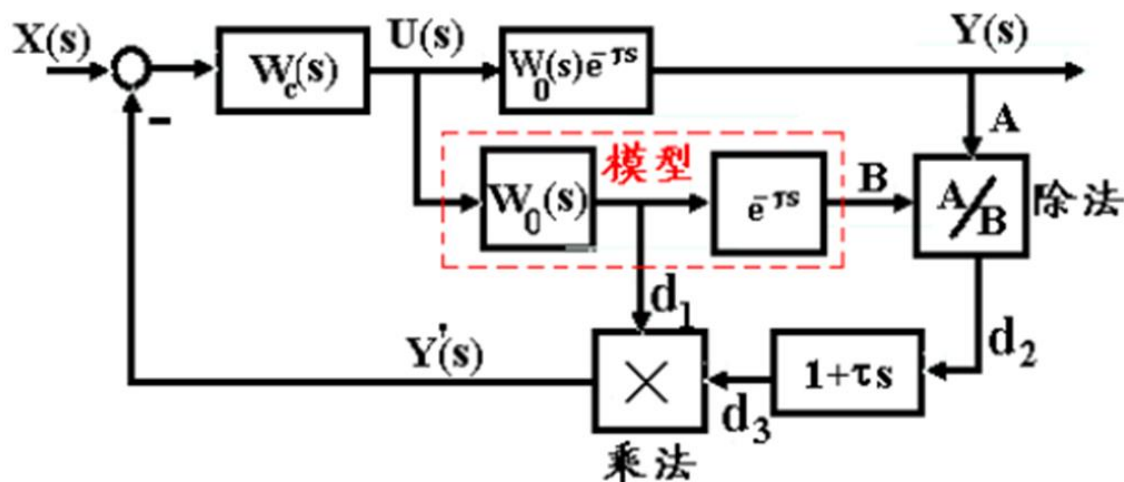


若 $\tau = \tau_m$ ，则有

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + G_c(s)G_0(s)(1 + T_D s)}$$

闭环传递函数与预估器的传递函数 $G_m(s)$ 无关，不管 $G_m(s)$ 其是否实际对象的 K 和 T ，上式总是成立的！

三、增益自适应预估补偿的特性分析



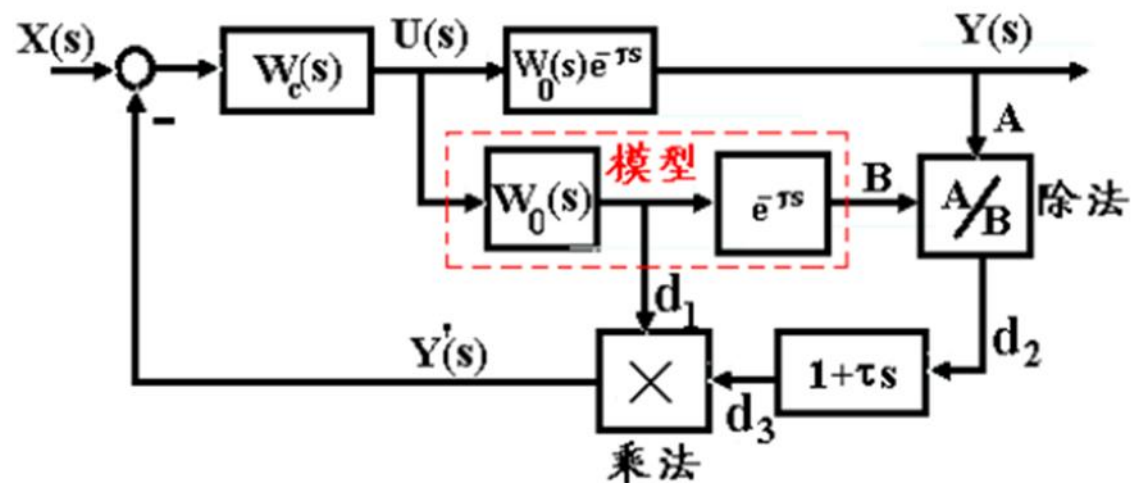
$$A = \frac{K_0 e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)} U$$

$$B = \frac{K_m e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)} U$$

$$1) \quad K_{0m} \neq K_0, T_{0m} = T_0, \tau_{0m} = \tau_0$$

$$d_1 = \frac{K_m}{(T_0 s + 1)} U \quad A/B = K_0 / K_m$$

$$Y'(s) = d_1 \times d_3 = \frac{K_m}{(T_0 s + 1)} U \frac{K_0}{K_m} = \frac{K_0}{T_0 s + 1} U$$



$$A = \frac{K_0 e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)} U$$

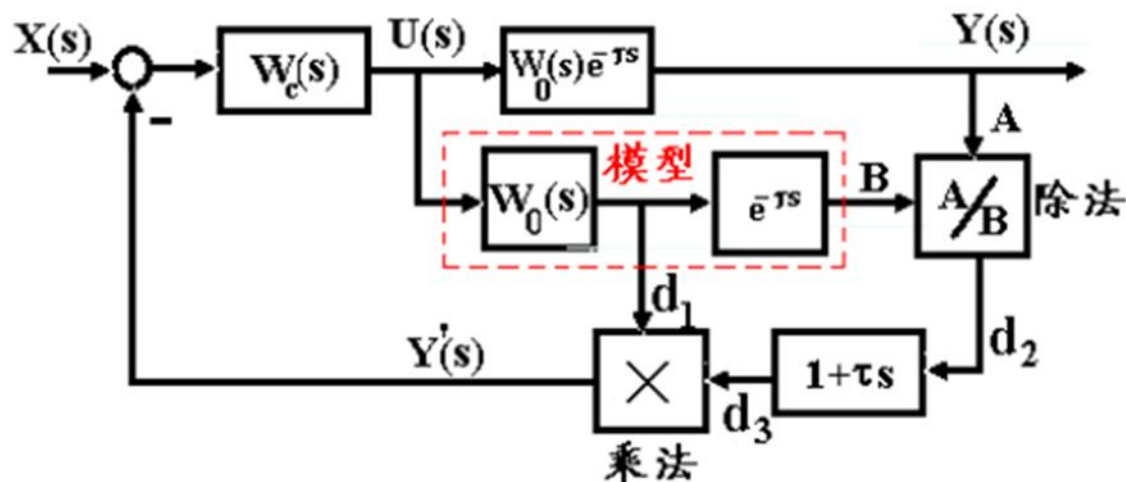
$$B = \frac{K_m e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)} U$$

$$2) K_{0m} = K_0, T_{0m} \neq T_0, \tau_{0m} = \tau_0$$

$$A = \frac{K_0 e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)} U \quad B = \frac{K_0 e^{-\tau_0 s}}{(T_m s + 1)} U \quad A/B = \frac{T_m s + 1}{T_0 s + 1}$$

$$d_1 = \frac{K_0}{(T_m s + 1)} U$$

$$Y'(s) = d_1 \times d_3 = \frac{K_0}{(T_m s + 1)} U \frac{T_m s + 1}{T_0 s + 1} = \frac{K_0}{T_0 s + 1} U$$



$$A = \frac{K_0 e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)} U$$

$$B = \frac{K_m e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)} U$$

$$3) K_{0m} = K_0, T_{0m} = T_0, \tau_{0m} \neq \tau_0$$

$$A = \frac{K_0 e^{-\tau_0 s}}{(T_0 s + 1)} U \quad B = \frac{K_0 e^{-\tau_m s}}{(T_0 s + 1)} U$$

$$A/B = e^{-(\tau_0 - \tau_m)s}$$

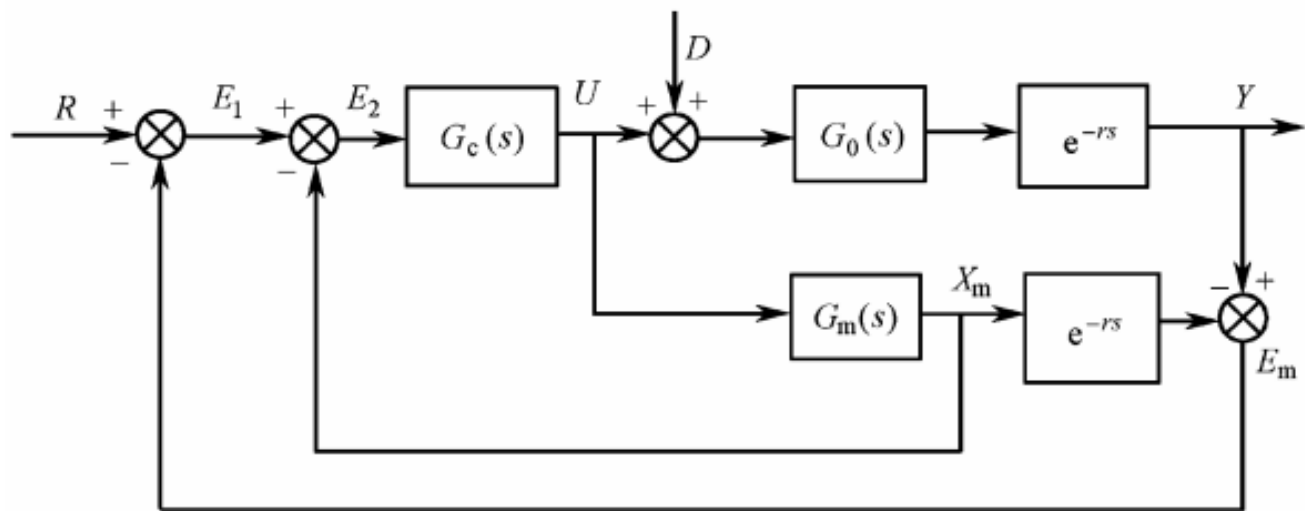
结论：增益自适应预估补偿可以对模型的放大系数和时间常数的失配有自适应能力，但对纯滞后时间的模型失配无能为力。

小结：

- 大延时控制系统的定义
- 纯延时对控制品质的影响
- Smith预估器的结构
- 原理—抵偿方式消去特征方程中的纯时延
- Smith预估器和广义调节器
- 容易出现的问题：对模型精度依赖性很高
- 增益自适应预估补偿的传递函数特征

本章习题：

- 1、写出smith预估控制器公式，画出方框图。
- 2、分析smith预估控制存在的问题，分析对给定值和内扰的抗扰动能力。
- 3、画出增益自适应smith控制系统图，写出其传递函数并分析其特点。
- 4、对smith预估控制用matlab-simulink仿真。



Smith 预估控制系统

被控对象为：

$$G_p(s) = \frac{e^{-80s}}{60s + 1}$$

采用 Smith 控制方法，按上图结构进行设计。在 PI 控制中，取 $k_p = 4.0$ ， $k_i = 0.022$ ，假设预测模型精确，阶跃指令信号取 100。

本章结束！